

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☐ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-004209

(43)Date of publication of application : 06.01.1999

(51)Int.Cl.

H04J 11/00

H04L 27/20

(21)Application number : 09-155397

(71)Applicant : HITACHI DENSHI LTD
NIPPON HOSO KYOKAI <NHK>

(22)Date of filing : 12.06.1997

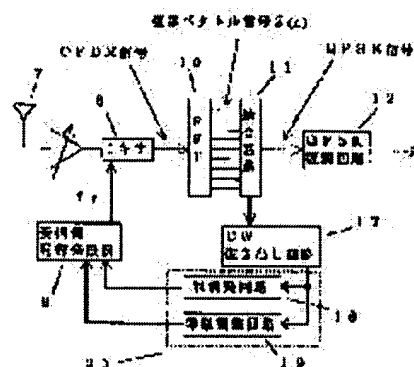
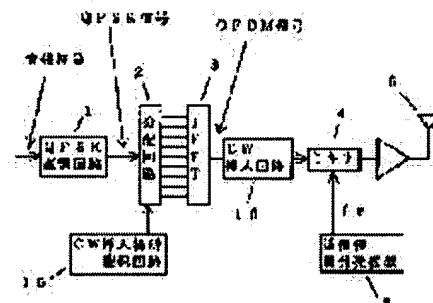
(72)Inventor : AKIYAMA TOSHIYUKI
MIYASHITA ATSUSHI
SANO SEIICHI
TSUKAMOTO NOBUO
TSUCHIDA KENICHI
MORIYAMA SHIGEKI

(54) ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION/MULTIPLEX MODULATION SIGNAL TRANSMITTING SYSTEM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide an orthogonal frequency division multiplex modulation signal transmitting system which can precisely detect the shift quantity of a carrier frequency and synchronously pulls it in even if frequency fluctuation exceeding the frequency interval of a carrier exists.

SOLUTION: A CW insertion place securing circuit 15 and a CW insertion circuit 16 are provided on a transmission device-side and a CW symbol being a special symbol wherein only one carrier has a signal is inserted at every prescribed period. A CW extraction circuit 17 and an adjusting circuit 10 are provided on a reception device-side. The carrier frequency shift Δf_L of the orthogonal frequency division/multiplex(OFDM) signal of a base band is calculated and the oscillation frequency f_r of a reception side local oscillator 9 is controlled by using the values of the complex vector signals $Z_{cw}(n)$ of plural carriers obtained by discrete Fourier transformation. Thus, an inexpensive and small oscillator whose fluctuation width of the oscillation frequency exceeds a carrier frequency interval can be used as the local oscillator on a transmission side and a reception side.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

22.09.2003

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

拒絶理由通知書

| | |
|----------|-----------------|
| 特許出願の番号 | 特願 2001-275243 |
| 起案日 | 平成16年 2月25日 |
| 特許庁審査官 | 石井 研一 8124 5X00 |
| 特許出願人代理人 | 志賀 正武（外 1名） 様 |
| 適用条文 | 第29条第2項 |

この出願は、次の理由によって拒絶をすべきものである。これについて意見があれば、この通知書の発送の日から3か月以内に意見書を提出して下さい。

理 由

1. この出願の下記の請求項に係る発明は、その出願前日本国内又は外国において頒布された下記の刊行物に記載された発明に基いて、その出願前にその発明の属する技術の分野における通常の知識を有する者が容易に発明をすることができたものであるから、特許法第29条第2項の規定により特許を受けることができない。

記

請求項 1, 19, 21, 40 について、
引用刊行物

(1) 国際公開第WO00/077961号公報

(周波数オフセット推定の基本構成に関して、FIG. 2参照)

および

(2) 特開平11-004209号公報

(解析音として単一複搬送波によるものを使用する点に関して、同公報の「CWシンボル」に関する記載を参照)

備考

本願請求項の発明は、上記引用例(1)記載の周波数オフセット推定の基本構成に、引用例(2)の単一複搬送波による解析音を単に適用したものに過ぎない。

この拒絶理由通知書中で指摘した請求項以外の請求項に係る発明については、現時点では、拒絶の理由を発見しない。拒絶の理由が新たに発見された場合には拒絶の理由が通知される。

先行技術文献調査結果の記録

- ・ 調査した技術分野 I P C 第 7 版 H 0 4 L 1 1 / 2 0
- ・ 先行技術文献

この先行技術文献調査結果の記録は、拒絶理由を構成するものではない。

(11)特許出願公開番号

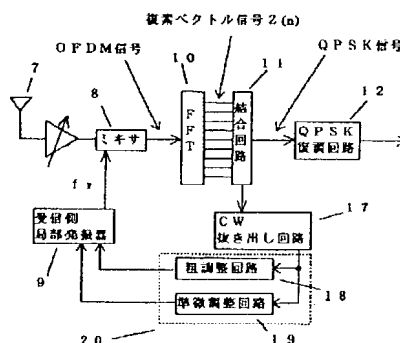
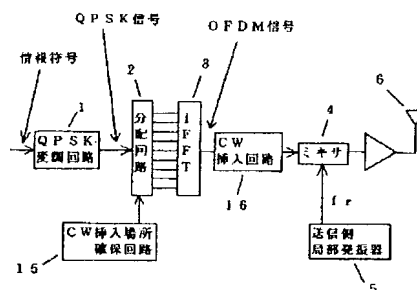
(43)公開日 平成11年(1999)1月6日

FI

$$Z$$
$$Z$$

[最終頁に続く](#)

【图 1】



【特許請求の範囲】

【請求項1】 互いに等しい周波数 f_s 、或いは周波数 f_s の整数倍の周波数の間隔を有し、且つ互いに直交した N_s 本の搬送波を用いて情報符号を送送する直交周波数分割多重変調信号伝送方式において、

送信側では、時間間隔 T_{sy} をシンボル周期としてデジタル変調した直交周波数分割多重変調信号の N_f シンボル(N_f は2以上の正の整数)に1シンボルの割合で、 N_s 本の搬送波の中の所定の1本の搬送波にしか信号成分を含まない信号からなる所定のシンボル(CWシンボル)を挿入し、

受信側では、局部発振信号により周波数変換して得られるベースバンドの直交周波数分割多重変調信号に現れる搬送波周波数のずれ量 ΔF_L を、該信号に挿入されているCWシンボル信号を離散フーリエ変換して得た複数の搬送波の複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n)$ (n は分離した搬送波の番号)に基づいて算出し、

この算出したずれ量 ΔF_L に基づいて前記局部発振信号の周波数を制御することにより、該ずれ量 ΔF_L が収斂して行く制御が得られるように構成したことを特徴とする直交周波数分割多重変調信号伝送方式。

【請求項2】 請求項1の発明において、前記受信側でのずれ量 ΔF_L を算出するための手段が、第1の手段と第2の手段とで構成され、第1の手段によるずれ量 ΔF_L の算出精度よりも、第2の手段によるずれ量 ΔF_L の算出精度が高くなるように構成されていることを特徴とする直交周波数分割多重変調信号伝送方式。

【請求項3】 請求項1の発明において、前記受信側でのずれ量 ΔF_L を算出するための手段が、前記送信側で挿入したCWシンボルの搬送波の番号 n_0 と、該CWシンボル部分の複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n)$ の絶対値レベルが最も大きく、且つ搬送波の番号が前記番号 n_0 に最も近い搬送波の番号 n_{max} から、前記ずれ量 ΔF_L を算出する第3の手段で構成されていることを特徴とする直交周波数分割多重変調信号伝送方式。

【請求項4】 請求項1の発明において、前記受信側でのずれ量 ΔF_L を算出するための手段が、前記送信側で挿入したCWシンボルの搬送波の番号 n_0 と、該CWシンボル部分の複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n)$ の絶対値レベルが最も大きく、且つ搬送波の番号が前記番号 n_0 に最も近い搬送波の番号 n_{max} と、前記複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n_{max})$ の絶対値レベル R_{max} と、番号 n_{max} の搬送波の両隣の搬送波の内、複素ベクトル信号の絶対値レベルが大きい方の搬送波の番号 n_{next} と、該番号 n_{next} の搬送波の複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n_{next})$ の絶対値レベル R_{next} から、前記ずれ量 ΔF_L を算出する第4の手段で構成されていることを特徴とする直交周波数分割多重変調信号伝送方式。

【請求項5】 請求項1の発明において、

前記受信側でのずれ量 ΔF_L を算出するための手段が、前記送信側で挿入したCWシンボルの搬送波の番号 n_0 と、該CWシンボル部分の複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n)$ の絶対値レベルが最も大きく、且つ搬送波の番号が前記番号 n_0 に最も近い搬送波の番号 n_{max} と、前記複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n_{max})$ と、該複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n_{max})$ の絶対値レベル R_{max} と、番号 n_{max} の搬送波より周波数が低い隣の搬送波の複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n_{max}-1)$ の大きさと、番号 n_{max} の搬送波より周波数が高い隣の搬送波の複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n_{max}+1)$ の大きさから、前記ずれ量 ΔF_L を算出する第5の手段で構成されていることを特徴とする直交周波数分割多重変調信号伝送方式。

【請求項6】 請求項1の発明において、前記送信側で挿入されるCWシンボルの平均電力が、情報符号を送送する情報シンボル部分の平均電力に等しくなるように構成されていることを特徴とする直交周波数分割多重変調信号伝送方式。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直交周波数分割多重変調信号を用いた伝送方式に係り、特に、受信した搬送波周波数のずれに自動的に復調動作が追従してゆくようにした直交周波数分割多重変調信号伝送方式に関する。

【0002】

【従来の技術】現在、移動体や地上系のデジタル無線通信用の多重伝送方式として、マルチパスフェージングやゴーストに強いという特長を有する直交周波数分割多重方式(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM方式)が注目されているが、この方式は、図7に示すように、互いに同じ周波数 f_s の間隔を持って配置された数10種類ないしは数100種類の多数本の搬送波を、それぞれシンボル周波数 $f_{sy}(=1/T_{sy})$ でデジタル変調した信号、すなわち、OFDM信号(直交周波数分割多重変調信号)を用いて情報符号を送送する方式である。ここで、時間間隔 T_{sy} は、デジタル信号のシンボル周期のことである。

【0003】そして、このOFDM方式における各搬送波のデジタル変調方式としては、QPSK方式(4相位相偏移変調方式)や16QAM方式(16値直交振幅変調方式)などが検討されている。図8は、各搬送波をQPSK方式でデジタル変調するようにした、従来技術によるOFDM伝送方式の一例をブロック図により示したもので、図の上側が送信装置側で、下側が受信装置側である。

【0004】送信装置では、伝送すべき情報符号をQPSK変調回路1でQPSK方式の複素ベクトル信号(以下、QPSK信号と記す)に変調する。変調して得たQPSK信号は、分配回路2で各搬送波に分配した後、I

FFT回路3で逆離散フーリエ変換(IFFT)する。

【0005】このIFFT処理により、QPSK信号は、シンボル周期 T_{sy} で、互いに周波数間隔 f_s 離れ、且つ互いに直交する N_s 本の搬送波からなる直交周波数分割多重変調方式により多重化された、ベースバンドのOFDM信号に変換される。

【0006】次いで、このOFDM信号は、ミキサ4に入力され、高周波の送信側局部発振器5から供給される周波数 f_r の送信側局発信号により、例えば数百MHz帯、或いは数GHz帯の高周波信号に周波数変換され、電力増幅されて送信アンテナ6から送信される。

【0007】一方、受信装置側では、受信アンテナ7で受信した受信信号は増幅された後、ミキサ8に入力され、ここで受信側局部発振器9から供給される周波数 f_r の受信側局発信号により周波数変換されて、多重化されたベースバンドのOFDM信号が再生される。

【0008】次いで、このOFDM信号は、FFT回路10に供給され、ここで離散フーリエ変換(FFT)し、各搬送波のベースバンドの複素ベクトル信号 $Z(n)$ に分離する。ここで、 n は分離した搬送波の番号を表す。

【0009】こうして分離された各搬送波の複素ベクトル信号 $Z(n)$ は結合回路11に入力され、ここで送信側での分配回路2と逆の手順により、元の時間順序に並べ替えられ、これにより、時間的に連続したQPSK信号に戻され、QPSK復調回路12で復調され、情報符号として出力される。

【0010】ところで、このようにして受信信号を復調するためには、受信装置で発生しているシンボル周期とそのタイミング及び搬送波周波数の各同期と、受信信号が持つ同じ各同期のずれ量を検出し、そのずれを補正して正しく同期を引き込む必要がある。

【0011】つまり、受信側局部発振器9から得られる周波数 f_r の信号とミキサ8による同期検波が正しく得られた結果として、ベースバンドのOFDM信号が再生されるようにする必要がある。なお、このため、上記したずれ量が残っている状態でのミキサ8による動作のことを準同期検波と呼ぶことがある。

【0012】そこで、このずれを検出するため、従来から、例えば特表平5-504037号公報では、予め用意してある2本の特別な搬送波によるパイロット信号を、送信側から、伝送すべき信号と一緒に連続的に送信するようにしておき、受信側では、受信されたパイロット信号の位相変動位置からシンボル周期とタイミング及び搬送波周波数のずれを検出する方法(第1の従来技術)について提案しており、特表平6-501357号公報では、受信した複素ベクトル信号の位相回転からシンボル周期のずれを検出する方法(第2の従来技術)について提案している。

【0013】例えば、図8の方式は、上記第1の従来技術を適用したもので、送信装置側にパイロット挿入回路

13を設け、これにより送信信号に連続的にパイロット信号を挿入して送信し、受信装置側では、パイロット検出回路14により、受信信号の中からパイロット信号を抜き出して搬送波周波数ずれを検出するようになっている。

【0014】これら従来のずれ検出方式は、いずれも精度が高く、送受信装置の移動に伴うドップラー効果などによる小さな周波数の変動には良く追従し、誤り率の小さい良質な情報符号を復調することができる。

【0015】

【発明が解決しようとする課題】上記従来技術は、追従可能な周波数変動幅にかなり小さな限度がある点について配慮がされておらず、実用上起こり得る周波数変動においても、対応できなくなってしまうという問題があった。以下、この従来技術の問題点について説明する。

【0016】まず、この周波数分割多重変調方式では、多重化すべき搬送波の本数が多いほど周波数帯域の利用効率が上がり、方式の特長を活かすことができる。そこで、通常のOFDM伝送方式では、搬送波の本数を多くするため、搬送波の周波数間隔 f_s を数10KHz、例えば20kHz程度以下の狭い周波数に設定している。

【0017】一方、これに対して、空間を伝送経路とする装置での搬送波の中心周波数は、例えばテレビジョン中継などで用いるFPU(Field Pickup)の場合、800MHz、或いは7GHz程度で、極めて高い周波数である。ここで、通常の水素発振器の発振周波数は、恒温槽付きの発振子を用いた場合でも、 $\pm 2\text{ppm}$ (発振周波数の $\pm 2 \times 10^{-6}$ 倍)程度の周波数変動が残ってしまう。

【0018】この結果、例えば7GHzの搬送波を用いた場合、送信装置側の発振器と、受信装置側の発振器の周波数変動幅を合算すると、ほぼ $\pm 28\text{KHz}$ 、搬送波の本数で約 ± 1.5 本分の周波数変動が生じてしまう。また、周波数変換して中間周波数を使用するスーパーヘテロダイン方式を用いた場合には、この変動幅は更に広がり、搬送波の本数で約 ± 2 本分の周波数変動幅にも達してしまう。

【0019】従って、受信を開始した当初の時点では、周波数変換して得たベースバンドのOFDM信号の搬送波周波数には、これだけの幅の周波数ずれが生じてしまう場合があることを想定しておかなければならない。しかしながら、従来技術では、パイロット搬送波(パイロット信号を伝送する搬送波のこと)と、情報搬送波(情報符号を伝送する他の搬送波のこと)の間が搬送波の周波数間隔 f_s しか離れていない。

【0020】そのため、このような搬送波の数本分に及ぶ周波数ずれがあると、図9(a)に太線で示すパイロット搬送波の位置が、図9(b)に示すように、隣の情報搬送波の位置にまで、更には隣の情報搬送波の位置を越えてまで移動してしまい、どの搬送波の信号がパイロット

信号なのか区別できなくなってしまう。従って、従来技術では、搬送波の数本分に及ぶ周波数変動があると、その搬送波周波数のずれ量を検出できず、搬送波を再生して同期を引き込むことができない。

【0021】一方、上記第2の方法の場合は、情報符号がほぼ正しく復調できていることを前提にしており、従って、搬送波周波数間隔 f_s の数%から数10%程度の小さな周波数変動、例えばドップラー効果などによる周波数変動であれば、そのずれ量を検出し、追従させることができる。しかし、この第2の方法でも、上記のように、搬送波の数本分にも及ぶ周波数変動があった場合には、やはり搬送波周波数のずれ量を検出できず、搬送波を再生して同期を引き込むことができなくなってしまう。

【0022】ここで、このような問題に対処するためには、送信装置と受信装置の局部発振器として、例えば周波数安定度が $\pm 0.5 \text{ ppm}$ 以下の高精度の発振器を用い、周波数変動幅が搬送波の周波数間隔 f_s よりも充分に小さく抑えられるようにしてやればよい。

【0023】しかし、このような高精度の発振器は、それ自体、極めて高価になるだけでなく、大きな恒温槽が必要になり、加熱のための電力も必要になるため、装置の小型化が困難になってしまうという問題が残る。

【0024】本発明の目的は、搬送波の周波数間隔を越える周波数変動があっても、搬送波周波数のずれ量を正しく検出して同期に引き込むことができる直交周波数分割多重変調信号伝送方式を提供することにある。

【0025】

【課題を解決するための手段】第1の本発明によれば、上記目的は、互いに等しい周波数 f_s 、或いは周波数 f_s の整数倍の周波数の間隔を有し、且つ互いに直交した N_s 本の搬送波を用いて情報符号を伝送する直交周波数分割多重変調信号伝送方式において、送信側では、時間間隔 T_{sy} をシンボル周期としてデジタル変調した直交周波数分割多重変調信号の N_f シンボル(N_f は2以上の正の整数)に1シンボルの割合で、 N_s 本の搬送波の中の所定の1本の搬送波(例えば、伝送帯域中心周波数の搬送波)にしか信号成分を含まない信号からなる所定のシンボル(以下、CWシンボルという)を挿入し、受信側では、局部発振信号により周波数変換して得られるベースバンドの直交周波数分割多重変調信号に現れる搬送波周波数のずれ量 ΔF_L を、該信号に挿入されているCWシンボル信号を離散フーリエ変換して得た複数の搬送波の複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n)$ (n は分離した搬送波の番号)に基づいて算出し、この算出したずれ量 ΔF_L に基づいて前記局部発振信号の周波数を制御することにより、該ずれ量 ΔF_L が収斂して行く制御が得られるようにして達成される。

【0026】同じく、第2の本発明によれば、上記目的は、第1の本発明において、前記受信側でのずれ量 ΔF

L を算出するための手段が、第1の手段と第2の手段とで構成され、第1の手段によるずれ量 ΔF_L の算出精度よりも、第2の手段によるずれ量 ΔF_L の算出精度が高くなるようにして達成される。

【0027】同じく、第3の本発明によれば、上記目的は、第1の本発明において、前記受信側でのずれ量 ΔF_L を算出するための手段が、前記送信側で挿入したCWシンボルの搬送波の番号 n_0 と、該CWシンボル部分の複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n)$ の絶対値レベルが最も大きく、且つ搬送波の番号が前記番号 n_0 に最も近い搬送波の番号 n_{max} から、前記ずれ量 ΔF_L を算出する第3の手段で構成されるようにして達成される。

【0028】同じく、第4の本発明によれば、上記目的は、第1の発明において、前記受信側でのずれ量 ΔF_L を算出するための手段が、前記送信側で挿入したCWシンボルの搬送波の番号 n_0 と、該CWシンボル部分の複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n)$ の絶対値レベルが最も大きく、且つ搬送波の番号が前記番号 n_0 に最も近い搬送波の番号 n_{max} と、前記複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n_{max})$ の絶対値レベル R_{max} と、番号 n_{max} の搬送波の両隣の搬送波の内、複素ベクトル信号の絶対値レベルが大きい方の搬送波の番号 n_{next} と、該番号 n_{next} の搬送波の複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n_{next})$ の絶対値レベル R_{next} から、前記ずれ量 ΔF_L を算出する第4の手段で構成されるようにして達成される。

【0029】同じく、第5の本発明によれば、上記目的は、第1の本発明において、前記受信側でのずれ量 ΔF_L を算出するための手段が、前記送信側で挿入したCWシンボルの搬送波の番号 n_0 と、該CWシンボル部分の複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n)$ の絶対値レベルが最も大きく、且つ搬送波の番号が前記番号 n_0 に最も近い搬送波の番号 n_{max} と、前記複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n_{max})$ と、該複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n_{max})$ の絶対値レベル R_{max} と、番号 n_{max} の搬送波より周波数が低い隣の搬送波の複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n_{max}-1)$ の大きさと、番号 n_{max} の搬送波より周波数が高い隣の搬送波の複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n_{max}+1)$ の大きさから、前記ずれ量 ΔF_L を算出する第5の手段で構成されるようにして達成される。

【0030】同じく、第6の本発明によれば、上記目的は、第1の本発明において、前記送信側で挿入されるCWシンボルの平均電力が、情報符号を伝送する情報シンボル部分の平均電力に等しくなるように構成することにより達成される。

【0031】第1の本発明では、受信装置で得られるベースバンドのOFDM信号が有する搬送波周波数のずれ量 ΔF_L を、CWシンボル部分を離散フーリエ変換して得た複数の搬送波の複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n)$ を用いて算出している。

【0032】上記した様に、周波数のずれ幅は搬送波の

数本分の周波数幅に及ぶ可能性があり、この場合、例えば番号 n の搬送波を用いて送信した信号は、受信装置のFFT回路からは、番号 n の搬送波より数本ずれた搬送波位置に出力されることになる。

【0033】しかし、本発明で用いているCWシンボルは、番号 n の搬送波の信号しか持たず、番号 n の搬送波の近傍の搬送波は信号を持っていない。このため、上記した第1の従来技術の場合と異なり、他の情報信号と混同して間違えることがなく、確実に搬送波周波数のずれ量 ΔF_L を算出することができる。そして、このとき、本発明で検出可能な周波数ずれの幅は、番号 n の搬送波を伝送周波数帯域の中心に設定した場合、伝送帯域の半分程度の周波数幅にもなる。

【0034】第2の本発明では、第1の手段が早い速度で応答し、大まかにずれ量 ΔF_L を減少させ、その後、第2の手段により、高い精度でずれ量 ΔF_L を減少させるので、応答性良く高精度を得ることができる。

【0035】第3の発明では、第3の手段を用いているので、搬送波の本数単位にもわたる周波数ずれも検出でき、ずれ量 ΔF_L を算出することができ、搬送波の約 $1/2$ 本分以内まで、周波数ずれを一挙に低減するのに必要な粗い調整(以下粗調整と記す)を実行することができる。

【0036】第4の本発明では、第4の手段が、上記第3の手段に比して複雑な演算を行なうようになっているので、僅かながら回路規模が増加する。しかし、その分、周波数ずれの検出精度が高くなり、搬送波約 $1/4$ 本分以下まで上げることができ、従って、調整後の周波数ずれ量を第3の手段を用いた場合より小さくすることができる。

【0037】第5の本発明では、第5の手段が、第3の手段や第4の手段に比して高度な演算を行なうようになっているので、検出精度を更に上げることができ、例えば16QAM方式での搬送波周波数の追従に最低限必要な、搬送波 $1/16$ 本分以下の精度の周波数ずれを検出し、高精度のずれ量 ΔF_L を算出することができる。

【0038】ここで、誤り率が低い情報符号を復調するには、搬送波の周波数のずれ量を搬送波周波数間隔 f_s の数%以下まで低減する必要がある。ところで、第1の従来技術によるずれ検出方法や第2の従来技術によるずれ検出方法でも、この条件を満たすことができる。しかしながら、これら従来技術では、最初に搬送波数本分に及ぶ周波数ずれがあると動作を開始できないため、上記したように、大型で高価な発振周波数安定度の高い発振器を用いる必要があった。

【0039】しかし、本発明によれば、上記したように、最初に大きなずれがあっても十分にずれ量の低減ができ、搬送波周波数のずれ量を少なくとも搬送波の周波数間隔 f_s の $1/2$ 以下に低減できる。

【0040】従って、本発明と、第1の従来技術による

ずれ検出方法、或いは第2の従来技術によるずれ検出方法など、精度の高い検出方法を併用することにより、搬送波数本分に及ぶ周波数ずれがあっても、確実に同期を引き込み、良質の情報符号を復調することができるようになる。

【0041】そのため、高価で形状が大きな高性能の発振器の代わりに小型で安価な発振器を用い、伝送装置自身も小型で安価に構成することができるようになる。

【0042】特に第2の従来技術によるずれ検出方法は、搬送波周波数ずれ量の検出精度が極めて高く、良質の情報符号を復調できる。しかし、逆に搬送波周波数のずれ量が初めから数十%程度以下であることが要求される。上記したように、第5の本発明での第5の手段によれば、搬送波周波数のずれ量を搬送波の周波数間隔の $1/16$ 以下まで低減することができる。

【0043】そこで、第5の本発明と第2の従来技術によるずれ検出方法を併用してやることにより、小型で安価な発振器を用いても、極めて良質の情報符号を復調できるようになる。

【0044】次に、この種の伝送装置では、受信装置のFFTへの入力信号レベルをほぼ一定にするため、通常、受信信号の包絡線レベルの変動量で制御するAGC回路をFFT回路の前段に用いている。

【0045】このとき、第6の本発明によれば、CWシンボルの平均送信電力を他の情報シンボルの平均送信電力と等しくしている。

【0046】この結果、受信信号の包絡線波形がシンボル位置によらずほぼ一定になり、このため、第6の本発明によれば、CWシンボルが挿入されていても、AGC回路ゲインが、このCWシンボルの様な特殊なシンボルの影響を受けて変動し不安定になるのを防止することができる。

【0047】また、CWシンボルの1本の搬送波の送信電力は、情報シンボルの1本の搬送波の送信電力の N_s 倍になる。そのため、CWシンボルのFFT回路出力信号の S/N は、情報シンボルの1本の搬送波の信号の S/N より $(10 \times 10 \log(N_s))$ dB改善される。例えば多重化する搬送波の本数を1000本にすると、CWシンボルのFFT回路出力信号の S/N は30 dB改善され、雑音の影響が少ない精度の高い検出値を得ることができる。

【0048】

【発明の実施の形態】以下、本発明による直交周波数分割多重変調信号伝送方式について、図示の実施形態により詳細に説明する。図1は、各搬送波に対するディジタル変調方式として、図8に示した従来技術と同じQPSK方式を適用した場合の本発明の一実施形態で、この実施形態が、図8の従来技術と異なる点は、送信側でのパイロット挿入回路13に代えてCW挿入場所確保回路15とCW挿入回路16を設けた点と、受信側でのパイロ

ット検出回路14に代えて、CW抜き出し回路17と、粗調整回路18、準微調整回路19とからなる調整回路20を設けた点にあり、従って、この図1の実施形態においても、情報符号に対する基本的な信号処理手順は、図8の従来技術と同様である。

【0049】まず、CW挿入場所確保回路15は、分配回路2を制御し、この分配回路2からIFFT回路3に信号を入力する際、CWシンボルを挿入するのに必要な1シンボル時間、情報信号の分配を一時的に止め、代りにダミー信号を挿入する信号処理を施し、図2(a)に示すように、CWシンボルを挿入する時間を確保する働きをする。

【0050】この図2は、横軸に時間を取り、シンボル周期 T_{sy} で順次並んで現れるOFDM信号の各搬送波を番号 n で示したもので、このとき、ダミー信号、つまりCWシンボルを挿入する頻度は、 N_f シンボル毎に1シンボルの割合にする。ここで、この N_f の値は、2以上の正の整数で、500～1000に設定されるのが通例であり、従って、CWシンボルは500回～1000回に1回の割合で挿入されることになる。

【0051】次に、CW挿入回路16は、図2(b)に示すように、IFFT回路3から出力される信号の中のダミー信号を、図3(a)に示すCWシンボルの信号で置き換える。ここで、このCWシンボル信号は、搬送波それ自体だけを情報としてもち、他の情報は一切含まない信号である。そして、このCW挿入回路16の出力信号を、従来技術の送信装置と同様に、高周波数帯の信号に周波数変換して送信アンテナ6から送信するのである。

【0052】一方、受信装置側では、やはり従来の受信装置と同様にして受信アンテナ7で受信した受信信号からベースバンドのOFDM信号を再生した後、更にFFT回路10で各搬送波毎に分離する。そして、このFFT回路10で分離された搬送波は、CW抜き出し回路17にも供給され、そのなからCWシンボルが抜き出される。

【0053】このCW抜き出し回路17によるCWシンボルの検出は、各搬送波の中でのCWシンボル部分と情報シンボル部分の波形の違いを利用して検出するようになっている。すなわち、各搬送波の内で、情報シンボルは種々の周波数成分を含んでいるため、ランダム雑音の波形に類似した波形になるのに対して、CWシンボルは単一周波数成分からなる搬送波信号なので、正弦波形、又は一定値の直流になる。そこで、この波形の違いを利用することにより、CWシンボルの位置を求めることができるのである。

【0054】なお、このCWシンボルの検出を更に確実に得られるようにするためには、図2(c)に示すように、CWシンボルとは別に同期用となるシンボル、例えば信号が全く無いNULLシンボルを挿入しておき、このNULLシンボルを検出してCWシンボルの位置を求

めるようにしてやればよい。

【0055】次に、このCWシンボルを用いた周波数ずれの検出方法について説明する。既に説明したように、送信装置と受信装置の局部発振器の発振精度や、その温度変化、或いは装置の移動に伴うドップラー効果などにより、受信信号の搬送波周波数は受信装置のFFT回路10の出力信号としてあるべき本来の搬送波周波数(受信側搬送波周波数という)から大きくずれてしまう。

【0056】ここで、FFT回路10による信号処理は離散フーリエ変換なので、図3(b)に点で示す離散的な周波数点の成分に分離される。このため、例えば、再生したベースバンドのOFDM信号におけるCWシンボル付近の周波数分布は、図3(b)に示すようになり、このときには、受信信号のCWシンボル位置は、送信の際に用いた搬送波の位置、すなわち図3(a)に示された番号 n_0 位置から周波数 ΔF_L 分もずれてしまう。

【0057】そこで、この図3(b)のように、受信した搬送波の周波数位置が、上記の離散的な周波数点(以下単に周波数点と記す)からずれていたときは、図3(c)に示すように、搬送波の周波数に最も近い周波数点だけではなく、その周波数点に隣接する周波数点にも小レベルの成分が現れる。

【0058】このとき得られる成分の大きさは、図3(c)に、破線からなる包絡線Eで示すように、本来の搬送波周波数を中心とした sinc 関数($\sin(x)/x$)で規定される大きさになる。すなわち、各搬送波で得られる成分の大きさは、受信した信号周波数の周波数点からのずれ量によって変化する。

【0059】そこで、本発明では、搬送波周波数のずれを、この性質を用いて検出するようにした点を特徴とし、図1の実施形態では、調整回路20がこのための回路で、これには、粗調整回路18と準微調整回路19が分けて設けられている。

【0060】まず、粗調整回路18は、再生したOFDM信号のCWシンボル部分の搬送波周波数と、FFT回路10が定める周波数点とのずれ量 ΔF_L を粗い精度で検出する働きをするもので、図4に示すように、MAX番号検出回路181とNEXT番号検出回路182、それにずれ量演算回路183とで構成されている。

【0061】そして、CW抜き出し回路17で抜き出されたCWシンボル信号は、まずMAX番号検出回路181に入力され、図3(c)に示す各周波数点 n の複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n)$ の中から、送信装置側で挿入されているCWシンボルの搬送波番号 n_0 の近傍にあって、その複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n)$ の絶対値レベルが最大になる周波数点の番号 n_{max} を求める。

【0062】次に、NEXT番号検出回路182では、MAX番号検出回路181で検出した番号 n_{max} の周波数点の両隣の周波数点の複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n_{max}-1)$ と $Z_{cw}(n_{max}+1)$ の内、絶対値レベルが大きい方の

周波数点の番号 n_{next} を検出する。

【0063】さらに、ずれ量演算回路183では、送信装置でCWシンボルとして挿入した搬送波の番号 n_0 と、MAX番号検出回路181で検出した周波数点番号 n_{max} と、その周波数点の複素ベクトル信号 Z_{cw}

$$\Delta FL = fs \times \{ (R_{max} \times n_{max} + R_{next} \times n_{next}) / (R_{max} + R_{next}) - n_0 \} \dots\dots(1)$$

【0064】そして、この粗調整回路18により算出されたずれ量 ΔFL が、VCO(電圧制御発振器)などからなる局部発振器9に供給され、これにより、ずれ量 ΔFL が減少し、収斂してゆく方向に局部発振周波数 f_r が制御されることになる。

【0065】この粗調整回路18によるずれ量 ΔFL の算出は、かなり簡略化した演算処理にしてあるので、粗い精度しか得られないが、その分、早い応答が得られ、この結果、再生したOFDM信号のCWシンボル部分の搬送波周波数を、受信装置側のFFT回路10で規定される番号 n_0 の周波数点に対して、搬送波の約 $1/4$ 本分以下の周波数にまで、速やかに近づけることができる。

【0066】次に、準微調整回路19は、再生したOFDM信号のCWシンボル部分の搬送波周波数と、FFT回路10が定める周波数点とのずれ量 ΔFL を、上記の粗調整回路18より高い精度で検出する働きをするもので、図5に示すように、MAX番号検出回路191と、

$$\Delta FL = fs \times [(Z_{cw}^*(n_{max}) / R_{max}) \times \{ (Z_{cw}(n_{max}+1) / R_{max}) - (Z_{cw}(n_{max}-1) / R_{max}) \} - n_0] \dots\dots(2)$$

【0069】この準微調整回路19による搬送波周波数のずれの検出は、上記した粗い周波数の調整が実行された後、実行されるように構成してあり、検出結果により再び局部発振器9の発振周波数が制御されることになる。

【0070】ここで、この準微調整回路19での演算処理は、粗調整回路18で実行されている演算処理よりも高度な演算処理になっているので、長い演算時間が必要になるが、しかし、粗い調整が実行された後なので、この準微調整回路19による調整に際しては、その周波数点番号 n_{max} は、既に送信装置側で挿入されたCWシンボルの搬送波番号 n_0 に一致している。

【0071】そこで、準微調整回路19は、この予め搬送波番号 $n_0 = n_{max}$ にされている両側の周波数点の複素ベクトル信号を用いれば良いので、直ちに上記の演算を実行することができ、この結果、短時間で搬送波 $1/16$ 本分以下の高い精度で周波数ずれを検出することができ、このかなり精度の高い検出値を用い、再び局部発振器9の発振周波数が制御されるので、高い精度による制御を容易に得ることができる。

【0072】従って、この実施形態によれば、再生したOFDM信号の搬送波周波数と、FFT回路10で定め

(n_{max})の絶対値レベル R_{max} と、NEXT番号検出回路182で検出した周波数点の番号 n_{next} と、その周波数点の複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n_{next})$ の絶対値レベル R_{next} から、次の(1)式により、搬送波周波数のずれ量 ΔFL を演算する。

ずれ量検出回路192で構成されている。

【0067】CW抜き出し回路17で抜き出したCWシンボルの信号は、粗調整回路18と同様に、まずMAX番号検出回路191に入力され、ここで複素ベクトル信号の絶対値レベルが最大になる周波数点の番号 n_{max} を求める。

【0068】次に、ずれ量演算回路192では、送信装置側でCWシンボルとして挿入された搬送波の番号 n_0 と、MAX番号検出回路191で検出された周波数点の番号 n_{max} と、複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n_{max})$ 及び共役複素ベクトル信号 $Z_{cw}^*(n_{max})$ と、複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n_{max})$ の絶対値レベル $R_{max}(n_{max})$ と、番号 n_{max} の周波数点(受信装置の搬送波)より周波数が低い隣の周波数点の複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n_{max}-1)$ の大きさと、番号 n_{max} の周波数点より周波数が高い隣の周波数点の複素ベクトル信号 $Z_{cw}(n_{max}+1)$ の大きさから、次の(2)式により、搬送波周波数のずれ量 ΔFL を演算する。

られる周波数点との間に、搬送波の周波数間隔 fs を越える周波数ずれが有っても、搬送波周波数のずれ量 ΔFL が正しく検出でき、これにより同期を引き込み、情報符号を正しく復調することができる。

【0073】また、こうして局部発振器9の準微調整を行なうことにより、ベースバンドのOFDM信号の各搬送波周波数のずれは、上記した第2の従来技術によるずれ検出方法の適用限界である搬送波 $1/16$ 本分以下の精度まで抑えることができ、従って、この実施形態によれば、従来の第2のずれ検出方法との併用が可能になり、こうすることにより、起動時の搬送波周波数ずれが搬送波間隔 fs より大きくても、確実に同期を引き込んで符号誤り率が低い良質な情報符号を復調することができる。

【0074】なお、以上の説明から明らかなように、図5に示した準微調整回路19のMAX番号検出回路191は、 n_{max} と n_0 が一致していることを確認する働きをするだけであり、従って、必ずしも必要とはしないので、省略してもよく、或いは図4の粗調整回路18のMAX番号検出回路181と共用するようにしても良いのは明らかである。

【0075】ところで、CWシンボルの平均送信電力

は、他の情報シンボルの平均送信電力と等しくしておくのが好ましい。受信装置では、FFT回路10の入力信号レベルをほぼ一定にするため、受信信号の包絡線レベルの変動量で制御されるAGC回路を前段に用いるのが通例であるが、このとき、CWシンボルの送信電力を上記のように設定しておけば、受信信号の包絡線波形がシンボル位置によらずほぼ一定になるため、AGC回路のゲインが、CWシンボルの様な特殊なシンボルの影響を受けて変動して不安定になるのを防止することができる。

【0076】また、多重化すべき搬送波の本数を例えば1000本にすると、情報シンボル部分の1本の搬送波の送信電力は、全送信電力の1/1000にしかならないのに対して、CWシンボルではその全送信電力を1本の搬送波信号に集中させることができるため、情報シンボルの1本の搬送波信号のS/Nより30dB改善されたCWシンボルの信号を得ることができ、この結果、雑音の影響が少ない精度の高い検出値を得ることができる。

【0077】ところで、図1の実施形態では、送信装置側では、CW挿入場所確保回路15により、IFFT回路3の前段でCWシンボルを挿入する時間を確保し、IFFT回路3で信号処理した後でCWシンボルを挿入しているが、この代りに、CWシンボルで伝送する番号n0の搬送波にだけ信号を入力し、他の搬送波には信号を入力しない方法により、直接CWシンボルを挿入するようにしても良い。

【0078】ただし、このとき、上記したように、CWシンボルの信号レベルを情報シンボルの1本の搬送波信号レベルより大きな値に設定して伝送する方法を適用した場合には、IFFT回路3内で実行する演算処理に際して、回路のダイナミックレンジを越えないように注意する必要がある。

【0079】次に、粗調整回路18の他の実施形態について、図6により説明する。この図6の実施形態による粗調整回路18'は、図4に示した粗調整回路18におけるNEXT番号検出回路182を省略し、更に、ずれ量演算回路183に代えて、以下に示す演算処理によりずれ量を演算する方式のずれ量演算回路184を用いたものである。

【0080】すなわち、このずれ量演算回路184では、次の(3)式に示すように、送信装置側でCWシンボルとして挿入した搬送波の番号n0と、MAX番号検出回路181で検出した周波数点の番号nmaxの差から、搬送波周波数のずれ量 ΔFL を演算するようにしたものである。

$$\Delta FL = fs \times (n_{\max} - n_0) \dots\dots\dots (3)$$

【0081】この図6に示した粗調整回路18による搬送波周波数ずれの検出精度は、搬送波で約1/2本分程度になり、このため、搬送波周波数のずれ量が、丁度、

搬送波の1/2本分になったときは、微妙な雑音の影響により搬送波1/2本分を越えて誤って検出してしまうことがある。しかしながら、この場合でも、粗調整は繰り返して実行されるので、この図6の粗調整回路18'によっても、図4の実施形態と比較して、あまり遜色のない効果を得ることができ、演算処理量が少なく抑えられるという利点が得られる。

【0082】なお、以上の実施形態では、粗調整回路18と準微調整回路19の2種の回路を併用しているが、この場合、図4の回路と図5の回路の組合わせに限らず、図6の回路を組合わせて実施してもよく、或いは一方の回路だけを用いて実施しても良いことはいうまでもない。

【0083】

【発明の効果】本発明によれば、受信信号から再生したOFDM信号の搬送波周波数と受信装置がわのFFT回路が定める周波数点の間に、搬送波の周波数間隔を越える周波数ずれが有っても、この搬送波周波数ずれを正しく検出して同期を引き込み、情報符号を正しく復調することができる。

【0084】従って、本発明によれば、高価で形状が大きな高性能の発振器の代りに、小型で安価な発振器を用いることができ、この結果、伝送装置自身も小型で安価に構成することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明による直交周波数分割多重変調信号伝送方式の一実施形態を示すブロック回路図である。

【図2】本発明の一実施形態におけるCWシンボルの挿入方法を示す説明図である。

【図3】本発明の一実施形態におけるCWシンボル信号の周波数分布を示す説明図である。

【図4】本発明の一実施形態における粗調整回路のブロック図である。

【図5】本発明の一実施形態における準微調整回路のブロック図である。

【図6】本発明の一実施形態における粗調整回路の他の例を示すブロック図である。

【図7】直交周波数分割多重変調信号伝送方式における搬送波の配列を説明する図である。

【図8】従来技術による直交周波数分割多重変調信号伝送方式の一例を示すブロック回路図である。

【図9】従来技術による搬送波周波数ずれ検出方法の問題点を説明する図である。

【符号の説明】

- 1 QPSK変調回路
- 2 分配回路
- 3 IFFT回路
- 4、8 ミキサ
- 5 送信側局部発振器
- 6 送信アンテナ

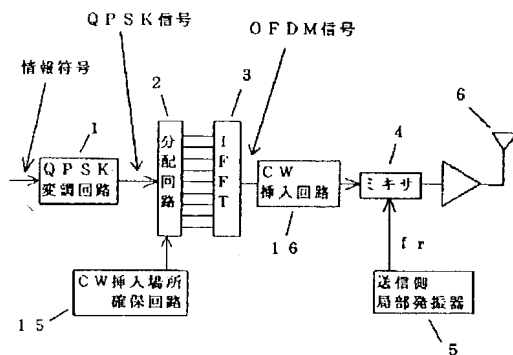
- 7 受信アンテナ
- 9 受信側局部発振器
- 10 FFT回路
- 11 結合回路
- 12 QPSK復調回路
- 13 パイロット挿入回路
- 14 パイロット検出回路
- 15 CW挿入場所確保回路

- 16 CW挿入回路
- 17 CW抜き出し回路
- 18 粗調整回路
- 19 準微調整回路
- 20 調整回路
- 21 MAX番号検出回路
- 22 NEXT番号検出回路
- 23、24、25 ずれ量演算回路

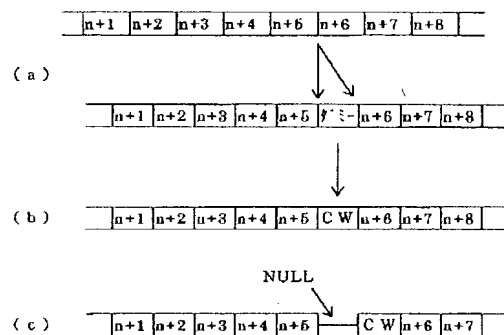
【図1】

【図2】

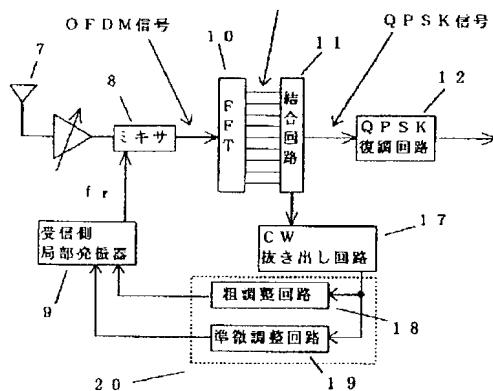
【図1】



【図2】

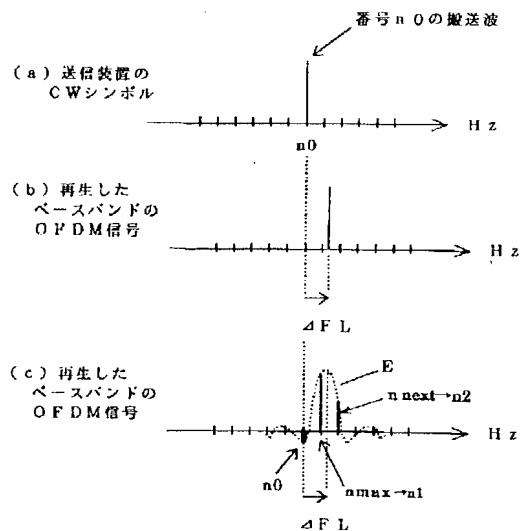


複素ベクトル信号 Z(a)



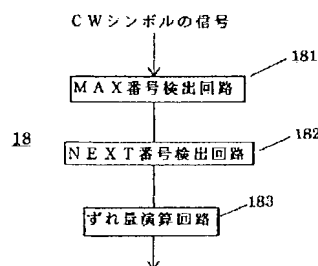
【図3】

【図3】

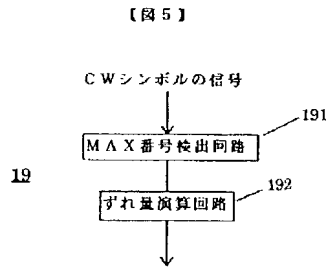


【図4】

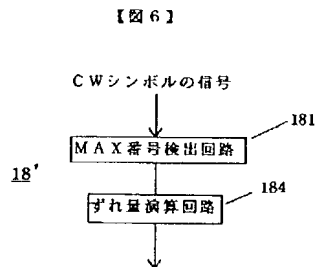
【図4】



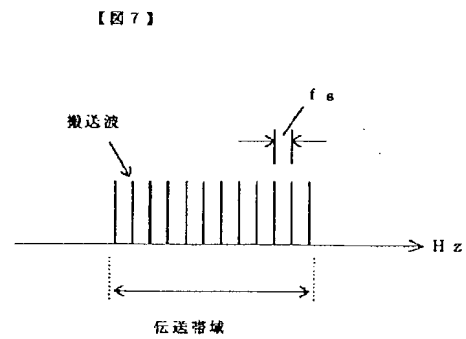
【図5】



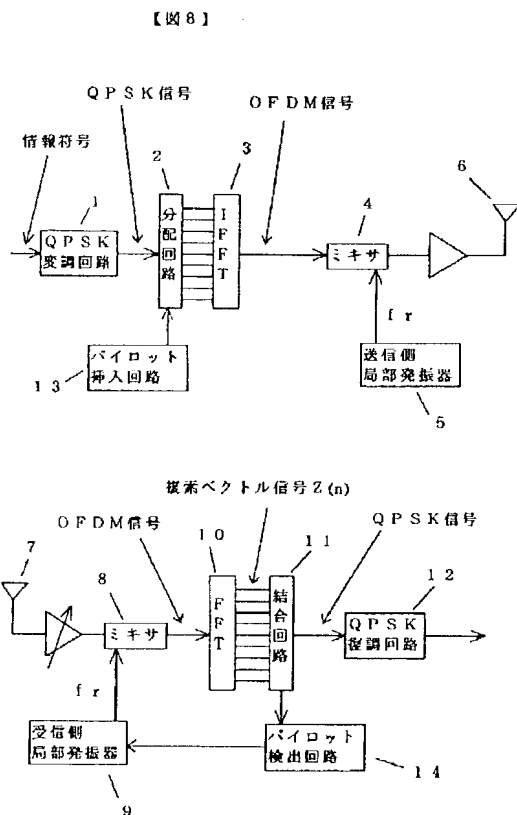
【図6】



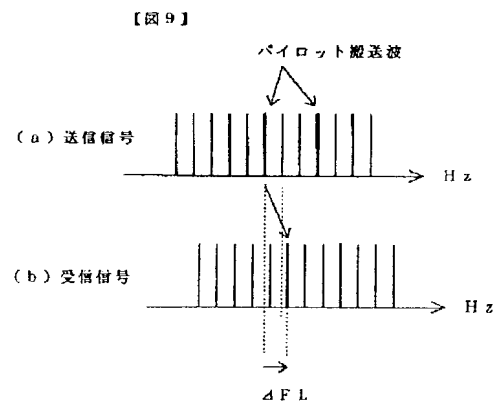
【図7】



【図8】



【図9】



フロントページの続き

(72)発明者 佐野 誠一
東京都小平市御幸町32番地 日立電子株式
会社小金井工場内
(72)発明者 塚本 信夫
東京都小平市御幸町32番地 日立電子株式
会社小金井工場内

(72)発明者 土田 健一
東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日本放
送協会 放送技術研究所内
(72)発明者 森山 繁樹
東京都世田谷区砧一丁目10番11号 日本放
送協会 放送技術研究所内